

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problems Mailbox.**

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-088293

(43)Date of publication of application : 30.03.1999

(51)Int.Cl.

H04J 13/00

H04B 7/26

H04L 7/00

H04L 27/22

(21)Application number : 09-249210

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 12.09.1997

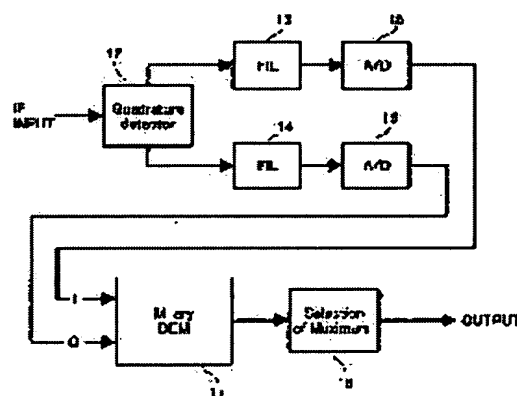
(72)Inventor : FURUKAWA HIDETO  
YOSHIDA MAKOTO  
HATAZOE NAMI

(54) METHOD FOR DEFINING REFERENCE PHASE OF RADIO COMMUNICATION SYSTEM THROUGH USE OF M-GROUP ORTHOGONAL MODULATION AND SYNCHRONOUSLY DETECTING METHOD USING IT

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve the performance of an up line at the standard system of IS-95 by obtaining the correlation value of a common-mode component and orthogonal component corresponding to each Hadamard matrix by fast or inverse Hadamard transformation, executing specific calculation with respect to the correlation value and selecting fast or inverse Hadamard transforming output outputting the maximum value.

**SOLUTION:** A received IF signal is made into Ich and Qch signal components by an orthogonal detector 12 to be converted to digital signals respectively by filters 13, 14 and A/D converters 15 and 16. The Ich and Qch digital signals from the converters 15 and 16 are guided to an M-group orthogonal demodulation circuit 17 and respectively given fast Hadamard transformation or inverse Hadamard transformation by an M group orthogonal demodulation circuit 17. Then, a maximum value obtains  $I^2+Q^2$  from the output of the fast Hadamard transformation or inverse Hadamard conversion, selects the correlation value of I and Q setting this to be maximum and makes this into a reference phase.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

19.07.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-88293

(43) 公開日 平成11年(1999) 3月30日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>  
H04J 13/00  
H04B 7/26  
H04L 7/00  
27/22

識別記号

F I

H04J 13/00  
H04L 7/00  
H04B 7/26  
H04L 27/22

A  
C  
M  
Z

審査請求 未請求 請求項の数20 O L (全21頁)

(21) 出願番号 特願平9-249210

(22) 出願日 平成9年(1997) 9月12日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72) 発明者 古川 秀人

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 吉田 誠

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 畠添 菜美

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

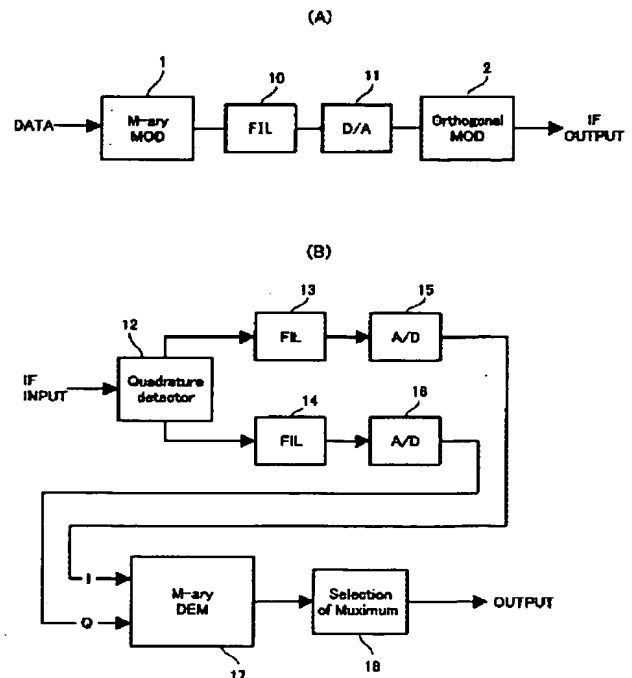
(74) 代理人 弁理士 林 恒徳 (外1名)

(54) 【発明の名称】 M系列直交変調を用いた無線通信システムの基準位相の確定方法及びこれを用いた同期検波方法

## (57) 【要約】

【課題】 M系列直交変調を用いた無線通信システムの受信基準位相の確定方法及びこれを用いた復調方法を提供する

【解決手段】 送信側からM系列直交符号を、位相シフト変調して送信された同相成分及び直交成分を有する信号を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求め、同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算し、計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】送信側から M 系列直交符号を、位相シフト変調して送信された同相成分及び直交成分を有する信号を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求め、

該同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算し、

該計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択すること  
10 を特徴とする M 系列直交符号を用いた無線通信システムの基準位相の確定方法。

【請求項 2】請求項 1 において、

前記位相シフト変調は、2 相直交位相変調であることを特徴とする M 系列直交符号を用いた無線通信システムの基準位相の確定方法。

【請求項 3】複数の基地局と複数の端末で構成され、該複数の基地局と端末との間は、スペクトラム拡散通信で接続され、情報信号を M 系列直交変調した後、拡散変調する符号分割多元接続方式を用いた無線通信システムの  
20 復調方法において、

受信信号を逆拡散して同相成分及び直交成分を求め、

該同相成分及び直交成分に対し、高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求め、

更に、該同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算し、

該計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択し、

該選択された高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力と、該逆拡散して求められた同相成分及び直交成分とを複素乗算して同期検波を行い、

該同期検波の出力を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換して相関値を求め、

該求められた相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換することを特徴とする M 系列直交変調を用いた無線通信システムの復調方法。

【請求項 4】複数の基地局と複数の端末で構成され、該複数の基地局と端末との間は、スペクトラム拡散通信で接続され、情報信号を M 系列直交変調した後、拡散変調する符号分割多元接続方式を用いた無線通信システムにおける復調方法であって、

複数の受信ブランチ及びフィンガの各々において、

受信信号を逆拡散して同相成分及び直交成分を求め、

該同相成分及び直交成分に対し、高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求め、

更に、該同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算し、

該計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマ

ール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択し、

該選択された高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力と、該逆拡散して求められた同相成分及び直交成分とを複素乗算して同期検波を行い、

該同期検波出力を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換して相関値を求め、

該求められた相関値と他のブランチ及びフィンガからの相関値を合成し、

該複数の受信ブランチ及びフィンガの合成された相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換することを特徴とする M 系列直交変調を用いた無線通信システムの復調方法。

【請求項 5】請求項 4 において、

前記計算される二乗の和を、前記複数の受信ブランチ及びフィンガについて合成し、該二乗の和の合成結果の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択するようにしたことを特徴とする M 系列直交変調を用いた無線通信システムの復調方法。

【請求項 6】請求項 1 において、

前記計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を移動平均フィルタにより平均化することを特徴とする M 系列直交符号を用いた無線通信システムの基準位相の確定方法。

【請求項 7】請求項 1 において、

前記計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を一次線形補間フィルタにより平均化することを特徴とする M 系列直交符号を用いた無線通信システムの基準位相の確定方法。

【請求項 8】請求項 6 において、

前記移動平均フィルタの出力を更に、一次線形補間することを特徴とする M 系列直交符号を用いた無線通信システムの基準位相の確定方法。

【請求項 9】請求項 3 または 4 において、

前記計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を移動平均フィルタにより平均化することを特徴とする M 系列直交変調を用いた無線通信システムの復調方法。

【請求項 10】請求項 3 または 4 において、

前記計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を一次線形補間フィルタにより平均化することを特徴とする M 系列直交変調を用いた無線通信システムの復調方法。

【請求項 11】請求項 9 において、

前記移動平均フィルタの出力を更に、一次線形補間することを特徴とする M 系列直交変調を用いた無線通信システムの復調方法。

【請求項 12】複数の基地局と複数の端末で構成され、該複数の基地局と端末との間は、スペクトラム拡散通信で接続され、情報信号を M 系列直交変調した後、拡散変

調する符号分割多元接続方式を用いた無線通信システムにおいて、

該複数の基地局の各々は、

該端末から送られる受信信号を逆拡散して同相成分及び直交成分を求める回路と、

該同相成分及び直交成分に対し、高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求める回路、

更に、該同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算する回路と、

該計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択する回路と、

該選択された高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力と、該逆拡散して求められた同相成分及び直交成分とを複素乗算して同期検波を行う回路と、

該同期検波の出力を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換して相関値を求める回路と、

該求められた相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換する回路を有することを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システム。

【請求項 1 3】複数の基地局と複数の端末で構成され、該複数の基地局と端末との間は、スペクトラム拡散通信で接続され、情報信号をM系列直交変調した後、拡散変調する符号分割多元接続方式を用いた無線通信システムにおいて、

該複数の基地局の各々は、複数の受信ブランチ及びフィンガを有し、該複数の受信ブランチ及びフィンガの各々は、

該端末から送られる受信信号を逆拡散して同相成分及び直交成分を求める回路と、

該同相成分及び直交成分に対し、高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求める回路、

更に、該同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算する回路と、

該計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択する回路と、

該選択された高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力と、該逆拡散して求められた同相成分及び直交成分とを複素乗算して同期検波を行う回路と、

該同期検波の出力を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換して相関値を求める回路と、

該求められた相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換する回路と、

該求められた相関値と他のブランチ及びフィンガからの相関値を合成する回路と、

該複数の受信ブランチ及びフィンガの合成された相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換す

る回路とを有することを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システム。

【請求項 1 4】請求項 1 3 において、

さらに、前記二乗の和を計算する回路の出力を、前記複数の受信ブランチ及びフィンガについて合成する合成回路を有し、前記高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択する回路は、該合成回路の合成出力を最大値とする高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択するようにしたことを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システム。

【請求項 1 5】請求項 1 2 または 1 3 において、

前記計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を平均化する移動平均フィルタを有することを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システム。

【請求項 1 6】請求項 1 2 または 1 3 において、

前記計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を平均化する一次線形補間フィルタを有することを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システム。

【請求項 1 7】請求項 1 5 において、

前記移動平均フィルタの出力を更に、一次線形補間する一次線形補間フィルタを有することを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システム。

【請求項 1 8】情報信号をM系列直交変調した後、拡散変調する符号分割多元接続方式を用いた無線通信システムに使用される基地局であって、

端末から送られるスペクトル拡散信号を、逆拡散して同相成分及び直交成分を求める手段と、

該同相成分及び直交成分に対し、高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求める手段と、該同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算する手段と、

該計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択する手段と、

該選択された高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力と、該逆拡散して求められた同相成分及び直交成分とを複素乗算して同期検波を行う手段と、

該同期検波の出力を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換して相関値を求める手段と、

該求められた相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換する手段を有することを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システムに使用される基地局。

【請求項 1 9】情報信号をM系列直交変調した後、拡散変調する符号分割多元接続方式を用いた無線通信システムに使用される基地局であって、

複数の受信ブランチ及びフィンガを有し、該複数の受信

ブランチ及びフィンガの各々は、  
端末から送られる受信信号を逆拡散して同相成分及び直交成分を求める手段と、  
該同相成分及び直交成分に対し、高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求める手段と、  
更に、該同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算する手段と、  
該計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択する手段と、  
該選択された高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力と、該逆拡散して求められた同相成分及び直交成分とを複素乗算して同期検波を行う手段と、  
該同期検波の出力を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換して相関値を求める手段と、  
該求められた相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換する手段と、  
該求められた相関値と他のブランチ及びフィンガからの相関値を合成する手段と、  
該複数の受信ブランチ及びフィンガの合成された相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換する手段とを有することを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システムに使用される基地局。

【請求項20】請求項19において、  
さらに、前記二乗の和を計算する手段の出力を、前記複数の受信ブランチ及びフィンガについて合成する合成手段を有し、前記高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択する手段は、該合成手段の合成出力を最大値とする高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択するようにしたことを特徴とするM系列直交変調を用いた無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術の分野】本発明は、M-ary（系列）直交変調を用いた無線通信システムの基準位相の確定方法及びこれを用いた同期検波方法に関する。

【0002】

【従来の技術】次世代の移动通信システムとして符号分割多元接続（CDMA）方式が注目され、既に米国において、IS-95という標準システムがある。また、インフラ構築の一手段としてWLL（Wireless Local Loop）という半固定移动通信システムにかかるCDMA方式が適用される可能性がある。

【0003】これは、米国のQualcomm社が提案したチップレート1.2288 McpsのCDMA方式であり、下り回線は、パイロット外挿信号を用いた同期検波方式を採用している。一方、上り回線は、M-ary（系列）直交変調を用いた非同期検波方式が採用されている。

【0004】かかるIS-95の標準システムにおいて、上り回線のM系列直交変調を用いた非同期検波方式では、受信側で振幅信号を電力に変換することによりフェージング等による位相誤差を除去して劣化を防いでいる。しかし、非同期検波のために同期検波に比べ誤り率特性が劣化する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】したがって、本発明の目的は、IS-95の標準システムにおける上り回線の高性能化を可能とする、M系列直交変調を用いた無線通信システムの受信基準位相の確定方法及びこれを用いた復調方法を提供することにある。

【0006】さらに、本発明の目的は、より広い用途としてM系列直交変調を用いたCDMA無線通信の同期検波方式を提供することにある。

【0007】また、本発明の目的は、一般的用途として直交符号に対しM系列直交変調を行なう場合の受信側における受信基準位相の確定を可能とする方法を提供することにある。

【0008】本発明の更なる目的は、以下の発明の実施の形態の説明から明らかとなる。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記の本発明の課題を達成する無線通信システムの基準位相の確定方法は、送信側からM系列直交符号を、位相シフト変調して送信された同相成分及び直交成分を有する信号を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求め、この同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算し、計算された二乗の和の最大値を出力する高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択することを基本とする。

【0010】かかる無線通信システムの基準位相の確定方法を用い、複数の基地局と複数の端末で構成される。

【0011】複数の基地局と端末との間は、スペクトラム拡散通信で接続され、情報信号をM系列直交変調した後、拡散変調する符号分割多元接続方式を用いた無線通信システムの復調方法は、受信信号を逆拡散して同相成分及び直交成分を求め、この同相成分及び直交成分に対し、高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換により各アダマール行列に対応する該同相成分及び直交成分の相関値を求める。更に、同相成分及び直交成分の相関値のそれぞれの二乗の和を計算し、計算された二乗の和の最大値を出力する高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を選択し、選択された高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力と、該逆拡散して求められた同相成分及び直交成分とを複素乗算して同期検波を行い、同期検波の出力を高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換して相関値を求め、求められた相関値の最大値に対応するアダマール行列を情報信号に変換す

るM系列直交変調を用いた無線通信システム及びこれに用いる基地局であることを特徴とする。

【0012】更に、前記計算された二乗の和の最大値を出力する該高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を移動平均フィルタにより平均化することを特徴とする。

【0013】また、前記計算された二乗の和の最大値を出力する高速アダマール変換若しくは逆アダマール変換出力を一次線形補間フィルタにより平均化することを特徴とする。

【0014】更にまた、前記において、前記移動平均フィルタの出力を更に、一次線形補間することを特徴とするM系列直交符号を用いる。

【0015】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。尚、図面において、同一または類似のものには同一の参照番号または、参照記号を付して説明する。

【0016】ここで、本発明の実施の形態の説明に先立って、本発明の正しい理解のためにIS-95標準システムについて説明する。図16は、かかるIS-95標準システムの送信側の基本構成ブロック図であり、移动通信における加入者から基地局に向かう上り信号の送信手段の構成ブロック図である。

【0017】受信側での誤り訂正能力を高めるために、情報信号（例えば、9.6 kbps）を符号器180で巡回符号化（CRC）し、次いでこれを畳込み符号化回路181により、誤り訂正符号の付加された畳込み符号に変換する。

【0018】また、1.2 kbpsから9.6 kbpsの複数の信号を扱えるように、回路182において、同一シンボルの繰り返し処理を行ない1.2 kbpsから9.6 kbpsにある異なる速度の信号を9.6 kbpsの信号速度に統一する処理を行なう。

【0019】次いで、RAM183にバッファリングした後、28.8 kbpsの信号列となるように読み出し（インタリーブ処理）、M(64)系列直交変調器1に入力する。ここで、図17の信号シーケンスを参照すると、畳込み符号化により1フレーム192ビットで9.6 kbpsの情報信号Aは、1フレーム576ビットで28.8 kbpsの畳込み符号化信号Bに変換される。

【0020】この畳込み符号化信号Bは、64系列直交変調器1によりアダマール変換されて6ビットの情報信号を64通りの64チップの直交符号（アダマール行列）Cに変換する。即ち、64/6倍に拡散され、307.2 kcpsの信号Dとなる。

【0021】この拡散された信号Dは、更に図16において、符号発生器184からのユーザ毎の識別用の $(2^{14}-1)$ のPN符号（ロングコード）と乗算器185により乗算される。これにより1.2288 Mcpsの拡

散符号系列Eとなる。

【0022】次に、この拡散された信号に、基地局識別用の $(2^{14}-1)$ のPN符号（ショートコード）186をIch用、Qch用の乗算器187、188で乗算する。更に、乗算器187、188のそれぞれの出力をフィルタ189、190を通し、D/A変換器191、192でアナログ信号に変換する。さらに、D/A変換器191、192からのアナログ信号をQPSK変調回路2に入力する。

10 【0023】ここで、 $1/2$  chip遅延回路193により、IchとQchの信号が $1/2$ チップシフトされているのでQPSK変調回路2の出力は、オフセットQPSK（以下OQPSKという）変調された信号となる。このOQPSK変調により、 $\pi$ の位相変化がなく、最大 $\pi/2$ の位相変化となるので、厳しい帯域制限を受けても、信号の包絡線がわずかに落ち込むだけで零点を生じない。

【0024】上記のように生成されたOQPSK変調信号は、図示しない回路により無線周波数に変換されて、基地局に向けて送られる。

20 【0025】次に、図18は、図16に対応する上り回線の受信手段の構成ブロック図である。図19は、受信手段における信号のシーケンス図である。送信側から送られた無線信号は、図示しない回路で周波数変換されてIF信号となる。図18Aに示すようにIF信号は、直交検波器200によりIch、Qch信号に分離され、それぞれフィルタ201、202を通し、A/D変換器203、204でデジタル信号に変換される。

【0026】このデジタル信号に変換されたIch、Qch信号は、RAKE受信方式を採用する場合複数のフィンガ1~4に共通に入力される。フィンガ1~4の構成は同じであり、それぞれにおいて、Ich、Qch信号は、相関器205により自基地局のショートコードのPN符号と乗算されて逆拡散される。さらに乗算器206により該当ユーザのロングコードと乗算されて逆拡散される。

【0027】このように逆拡散された信号（図19A）は、送信側のアダマール変換後の信号（図17D）に対応する。したがって、更に、高速アダマール変換（FHT: Fast Hadamard Transform）回路により高速アダマール変換あるいは、逆アダマール変換して、相関値を求める。

【0028】ここで、送信側では6ビットを64通りの64値の信号に変換しているので、Ich、Qchそれぞれに対し、64個の相関出力が求められる。更に、フェージングによる位相雑音、ローカル信号の周波数誤差による劣化を防ぐために、回路208により $I^2 + Q^2$ を計算して位相成分を除去し、相関値の電力を求めている。

【0029】ここで、図19Bが求められる64個の相関値であり、黒く塗られた相関値が、64個の相関値のうち $(I^2 + Q^2)$ を最大値とする相関値である。した

がって、伝搬パスを考慮しない場合は、一つのフィンガからの最大の ( $I^1 + Q^1$ ) が相関値として出力される。

【0030】図18では、RAKE方式を採用しているので、異なるフィンガ1~4のそれぞれからの64個の相関値に対応する64個の ( $I^1 + Q^1$ ) 出力について、それぞれ対応するフィンガ1~4からの相関値出力を合成回路209で合成する。これによりマルチパス (図18では4パス) の相関値出力を合成し、相関値のレベルを大きくし、相関値の確からしさを高めている。

【0031】尚、図18において、フィンガ1~4からの ( $I^1 + Q^1$ ) 出力は、図示しないバスサーチ部において、相関値のピークのタイミングを求め、それぞれピーク間の時間差分を有する求められたタイミングでフィンガ回路1~4から出力され、合成回路209に入力される。

【0032】64個の合成回路209からの出力は、最大値選択回路210において、その最大値が選択出力される。これにより、図19Cに示すように相関値を最大とする直交信号列が得られる。さらに、変換回路211によりこの直交信号列を送信側での畳込み符号化に対応した逆変換を行ない情報信号Dを再生する。

【0033】上記に説明したように、IS-95標準システムの上り回線では、パイロット信号を使用していないために、同期検波を採用していない。同期検波を実現できれば非同期検波に比べ誤り率の特性が向上する可能性がある。

【0034】しかし、これまで、IS-95システムを代表とする、直交符号を用いたM系列直交変調に対応して、受信側で同期検波を採用することは提案されていない。ここで、同期検波方式を検討すると、図20に示すようなフィードバックループを用いる方法が容易に想定される。即ち、図20では搬送波再生回路22により再生される搬送波により、これを位相回転部即ち、復調器23にフィードバックして復調に用いる構成である。しかし、かかるフィードバックループを用いる方法では次のような課題がある。

【0035】第一に、低C/Nでの動作が非常に不安定である。また、合成時の位相不確定除去が困難である。さらに引き込み時間が長い。さらにまた、サイクルスキップがあるなどである。高C/Nのスタティックな環境では、同期検波のメリットがあるが、これらの問題によって、それ以外では非同期検波よりも誤り率は劣化する。

【0036】したがって、本発明は、直交符号を用いるM系列直交変調を行なう送信側に対応する、これらの問題を解決する新規な、同期検波等を行なうための基準位相を確定する方法を提案するものである。

【0037】図1は、本発明の基本概念を説明するための無線システムの構成図である。図1Aは、本発明の前

提とする直交符号を用いたM系列直交変調の構成図であり、これに対応する本発明の特徴が現れる受信側構成が同図Bに示される。

【0038】図1Aにおいて、データDATAとして例えば図16において説明した畳込み符号のような直交符号が対応する。この直交符号は、M系列直交変調器1で、アダマール変換される。その後、フィルタ10により帯域制限され、D/A変換回路11でアナログ信号に変換されて、直交変調器2により、QPSK変調等の直交変調を受けIF信号として出力される。

【0039】一方、図1Bは、図1Aに対応する本発明に従う受信側構成である。直交検波器12により、受信IF信号は、Ich、Qch信号成分に分離され、それぞれフィルタ13、14及びA/D変換器15、16により、デジタル信号に変換される。

【0040】A/D変換器15、16からのIch、Qchデジタル信号は、M系列直交復調回路17に導かれる。ここで、M系列直交復調回路17により、Ich、Qchデジタル信号は、それぞれ高速アダマール変換あるいは、逆アダマール変換を施される。

【0041】本発明の特徴は、かかる高速アダマール変換あるいは、逆アダマール変換の出力から  $I^1 + Q^1$  を求め、これを最大とするI、Qの相関値を選択し、これを基準位相とすることにある。図1において、かかる機能は、最大値検出力回路18により実現される。

【0042】図2は、M系列直交復調回路17と最大値検出力回路18の実施例である。A/D変換器15、16からのIch、Qchデジタル信号は、M系列直交復調回路17即ち、高速アダマール変換回路に導かれる。ここで、M系列を64値の信号系列と想定すると、高速アダマール変換回路17により、Ich、Qchそれぞれ64個の相関出力が得られる。

【0043】この64個の相関出力は、最大値選択出力回路166に入力されると共に、 $I^1 + Q^1$  を演算する演算回路101~164に入力される。演算回路101~164での  $I^1 + Q^1$  の演算により、パワーが求められるので、位相変動の影響を受けない。

【0044】したがって、演算回路101~164の出力から最大値検出力回路165で、64個の相関出力のうちパワーが最大値となる相関値が検出される。次いで、この最大値検出力回路165の検出結果に基づいて、最大値選択出力回路166からパワーが最大値となる組Ich、Qchそれぞれの相関値が選択出力される。これにより、得られた相関値の位相を基準位相として位相同期検波をすることが可能となる。

【0045】上記のように、本発明において高速アダマール変換あるいは、逆アダマール変換の同相及び直交成分の最大相関出力値に注目することは、パイロット内挿同期検波に類似する。即ち、パイロット内挿同期検波は、信号内に周期的にパイロット信号を挿入し、これを

10

20

30

40

50



基準位相として同期検波を行なう方法である。

【0046】この方法とは、基準位相とするパイロット信号がない点で本発明は相違するが、本発明ではパイロットのない信号から、 $(I^2 + Q^2)$  を求め、これを最大とする  $I$ 、 $Q$  の相関値を選択する。そして、これを基準位相としているので、パイロット信号を検知し、この位相を基準位相とする点は等価である。

【0047】この様に本発明により作成される基準位相を利用して受信信号の同期検波を行なうことが可能である。更に別の用途として、直交符号の受信における干渉波を打ち消すための干渉キャンセラー回路としても使用することが可能である。

【0048】次に、上記の様に高速アダマール変換の出力が基準位相となる原理について図3により説明する。今、図3Aに示すように、6ビットの信号を1シンボルとした64値のアダマール変換を考える。この場合、アダマール変換された直交符号の32ビットは+、他の32ビットは-符号になる。

【0049】したがって、位相変動によって、受信信号(+ + . . . + + - - . . . - -) が図3Bに示すように受信されたとする。この場合、図3Bにおいて、受信信号の(+ + . . . + +) は○で示され、(- - . . . - -) は□で示される。

【0050】ここで、受信側において、高速アダマール変換で相関を採ることにより第4象限の“-”符号の信号は全て第2象限に折り返されて○で示され、加算される。したがって、64チップの平均値はPとなり、1シンボル間の平均位相が得られ、これを基準位相とすることができる。

【0051】図4は、上記原理に基づく基準位相確定方法をIS-95の受信側に適用し、同期検波を可能とする本発明の実施例ブロック図である。図4ではダイバシティ合成なしの構成を示している。図4において、図18と同一数字の付された部位は同一の機能を果たす。したがって、当該部位の更なる動作説明は、省略する。

【0052】最大値検出回路165は、図2において説明したように64個の $(I^2 + Q^2)$  出力のうち最大値を検出する。この情報により、最大値選択出力回路166で、 $(I^2 + Q^2)$  を最大とする  $I$ 、 $Q$  の信号の組を選択出力する。

【0053】この時、最大値選択出力回路166から選択された  $I$ 、 $Q$  の信号のそれぞれは、図3Bの○と◎に示されるごとく位相変動しているが、中心P点の位相は、一シンボルの平均位相として得られる。この平均位相を位相平均化回路167で求め位相回転部169に導く。

【0054】一方、逆拡散回路206の出力を遅延回路168でタイミング調整して、位相回転部169に入力する。したがって、位相回転部169ではこれらを複素乗算し、上記平均位相を基準にして逆拡散回路206の

出力を送信側のBPSK変調に対応する復調を行なう。

【0055】即ち、遅延回路168の  $I$ 、 $Q$  信号に対し、それぞれ平均化回路167で求めた互いに  $\pi/2$  位相の異なる基準位相信号が乗算される。さらにこれらの乗算結果を合成される。かかる処理は、送信側のBPSK変調と逆の処理であり、従って、位相回転部169において、確定された基準位相により同期検波が行われることが理解できる。

【0056】位相回転部169の同期検波出力は、第二の高速アダマール変換回路19及び、最大値検出手段170を通り、情報信号への変換回路211に入力される。この第2の高速アダマール変換回路19と第1の高速アダマール変換回路17とは同一構成であり、最大値検出手段170は、 $(I^2 + Q^2)$  計算回路101~164と最大値検出回路165に対応する構成である。

【0057】変換回路211は、先に図18で説明したように、最大値検出手段170から出力される直交信号列に対し、送信側での畳込み符号化に対応する逆変換を行ない情報信号を再生する。

【0058】かかる図4の実施例構成では、高速アダマール変換回路17の最大相関出力値に着目している。この時に受信される信号は、208.3  $\mu$ secの周期即ち、アダマール行列の1周期で伝播路の位相状態に近似した値を再生している。したがって、この信号を基準位相信号として用いる。

【0059】ここで基準位相信号として、先に図3Bで説明したように、1シンボル間の平均位相をP点で得ているが、連続した基準位相を得ることが不可能なので、図5に示すように、1シンボル(64チップ:208.3  $\mu$ )間の平均位相即ち、推定した基準位相P1では、実際の連続する受信位相P2に対し、位相誤差PEが生じる。

【0060】そこで、図4の位相平均化回路167において、この位相誤差PEを小さくする考慮をしている。図6乃至図8はかかる位相誤差PEを小さくするための実施例である。

【0061】図6は、複数n段のシンボル(64チップ)遅延器71~7n、遅延器71~7n対応に加算する加算器80及び、除算回路81を有する移動平均フィルタである。さらに、図7は、図6に比べ、2つの加算器82、83と帰還回路に遅延回路Bを用いて、図6の加算器80の構成を簡略したものである。

【0062】これらの移動平均フィルタでは、自シンボルの基準位相を得るために、前後nシンボルの位相信号を用いて平均化する。今、 $n=2$  即ち、5シンボルの移動平均フィルタを考える。図8に示すように、逆拡散された受信信号Aを2シンボル分遅延させて遅延器168の出力Dとすると、これと再生位相信号Bを移動平均フィルタ167により平均位相として出力した位相とが一致する。

【0063】そして、これらを位相回転部169で複素乗算し、加算することによりQPSK変調に対応する復調を行なう即ち、同期検波が可能である。逆拡散された信号Aの位相確定を行う。

【0064】次いで、復調されたIch信号を第2の高速アダマール変換回路19に投入し、相関値を求める。求められた64種の相関値の最大値を回路170で検出して、これを変換回路211で情報信号に変換し、出力する。

【0065】ここで、図5に示したように1シンボル (64チップ) 間では、基準位相信号は固定になるのでシンボルの先頭と接尾部では位相誤差が大きくなる。そのため1次線形補間により図5の線形の受信位相を実現する。

【0066】図9は、さらに位相平均化回路167の他の実施例として、かかる1次線形補間を行うフィルタの構成例である。1シンボル分の遅延器300、1/64分周器301、モジュロ2加算器302、303、304及び掛け算器305、306を有する。掛け算器305には、図示しないカウンタの値nが入力される。カウンタは、1から64までカウントし、シンボルの先頭で1になるようにし、シンボルの先頭で1になるように設定する。信号の遅延は、1シンボルとする。

【0067】かかる構成により、出力 $y(t)$ は、次のように表される。

$$【0068】 y(t) = (32+n) \{x(t) - x(t-T)\} / 64 + x(t-T)$$

図10は、更に、移動平均フィルタ310と、図19の1次線形フィルタ311とを組み合わせた構成である。1次線形フィルタあるいは線形補間フィルタ311にS/Nの悪い信号を直接入力するよりも、移動平均フィルタ310で雑音を除去した信号を入力することによって、精度の高い基準位相の抽出が可能である。

【0069】図11は、ダイバシティ合成を行う場合の構成例である。図4の構成との相違は、第2の高速アダマール変換回路19の出力を4パス(ブランチ及びフィング)分をRAKE合成してパスによる誤差を吸収するようにしている。

【0070】図12は、図11の構成に加え更に、第1の高速アダマール変換回路207の出力に対してもRAKE合成を適用し、誤差特性を向上させている例である。図13は、2つのパス系を合成する概念図を示している。図13の上半分が第Iのパス系であり、下半分が第IIのパス系である。

【0071】合成器173は、第I、第IIのパス系の $I^2 + Q^2$ を合成し、この出力で両系の選択回路166を選択制御している。更に、合成器171は、両系の第2の高速アダマール変換回路19の出力を合成している。次いで、この合成器171の出力の最大値が出力され、情報信号に符号変換される。

【0072】図14は、フェージングがない時の上記した移動平均フィルタを使用した場合の本発明による誤り特性を、非同期検波方式と比較した図である。図14において、1パス(ブランチ)、2パス及び4パスの場合の理論値cと、非同期検波方式による誤り率特性a及び、本発明による誤り率特性bを比較して示している。いずれの場合も本発明による誤り率特性bは理論値cに近く、非同期検波方式より利得がある。10<sup>-1</sup>において、1パスの時は、およそ1dB、2パスの時は、およそ1.5dB、4パスの時は、およそ2dBの利得がある。

【0073】図15は、フェージングがある(フェージング周波数100Hz)時の本発明による誤り特性を、非同期検波方式と比較した図である。10<sup>-1</sup>において、1パスの時は、非同期検波方式と略同等であるが、2パス(図示していない)の時は、およそ0.7dB、4パスの時は、およそ1.5dBの利得がある。

【0074】

【発明の効果】上記に図面に従い説明したように、本発明により基準位相の確定が可能である。したがって、M系列直交変調をもちいたCDMA無線通信システム用同期検波方式を容易に実現することが可能である。更に、本発明の基準位相の確定方法を干渉キャンセラー等に用いることも可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の基本概念を説明するための無線システムの構成図である。

【図2】M系列直交復調回路17と最大値選択回路18の実施例である。

【図3】高速アダマール変換の出力が基準位相となる本発明の原理を説明する図である。

【図4】図3の原理に基づく基準位相確定方法をIS-95の受信側に適用し、同期検波を可能とする本発明の実施例ブロック図である。

【図5】基準位相及び位相誤差を説明する図である。

【図6】移動平均フィルタの構成例を示す図である。

【図7】図6の構成例を簡略した移動平均フィルタの構成例を示す図である。

【図8】逆拡散された受信信号と移動平均フィルタ出力との位相との一致を説明する図である。

【図9】位相平均化回路167の他の実施例として、1次線形補間を行うフィルタの構成例である。

【図10】移動平均フィルタ310と、図19の1次線形フィルタ311とを組み合わせた構成である。

【図11】図4の構成において、ダイバシティ合成を行う場合の構成例である。

【図12】図11の構成に加え更に、第1の高速アダマール変換回路207の出力に対してもRAKE合成を適用し、誤差特性を向上させている例である。

【図13】図12の構成において、2つのパス系を合成

する概念図を示している。

【図 1 4】フェージングがない時の上記した移動平均フィルタを使用した場合の本発明による誤り特性を、非同期検波方式と比較した図である。

【図 1 5】フェージングがある（フェージング周波数 1 0 0 H z）時の本発明による誤り特性を、非同期検波方式と比較した図である。

【図 1 6】 I S - 9 5 標準システムの送信側の基本構成ブロック図であり、移動通信における加入者から基地局に向かう上り信号の送信手段の構成ブロック図である。 10

【図 1 7】図 1 6 の送信手段における信号シーケンスを示す図である。

【図 1 8】図 1 6 に対応する上り回線の受信手段の構成ブロック図である。

【図 1 9】図 1 8 の受信手段における信号のシーケンス図である。

【図 2 0】想定されるフィードバックループを用いた場

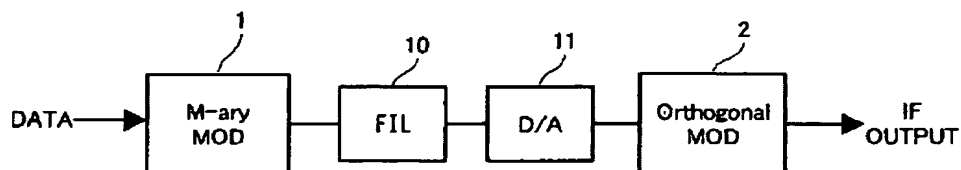
合の同期検波方式の概念構成図である。

【符号の説明】

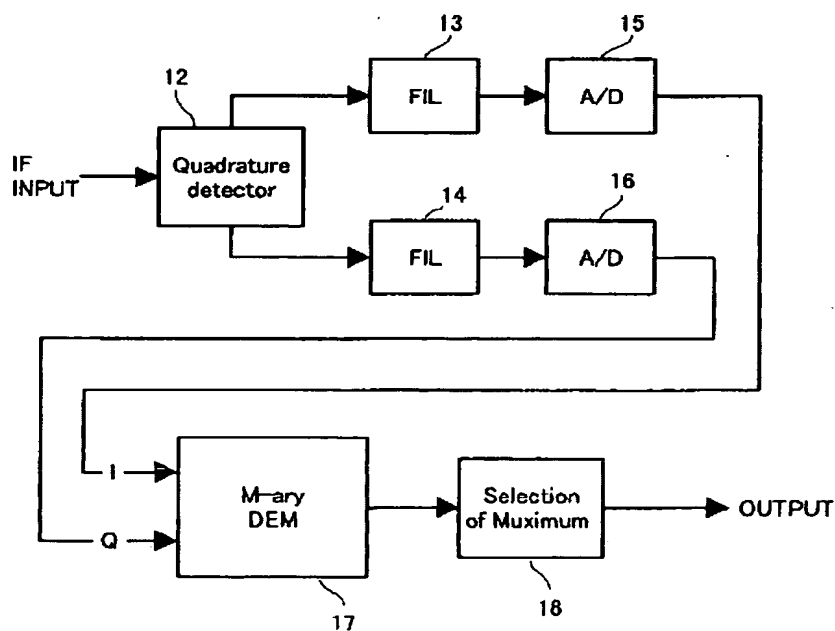
- 1 M 系列直交変調器
- 2 直交変調器又は Q P S K 変調器
- 1 7 M 系列直交復調回路
- 1 8 最大値検出力回路
- 1 0 1 ~ 1 6 4  $I^2 + Q^2$  計算回路
- 1 6 5、1 7 0 最大値検出力回路
- 1 6 6 最大値選択出力回路
- 1 6 7 位相平均化回路
- 1 6 8 遅延回路
- 1 6 9 位相回転部
- 1 7 1、1 7 2 合成回路
- 2 0 5 相関器
- 2 0 6 逆拡散回路
- 2 1 1 情報信号変換部

【図 1】

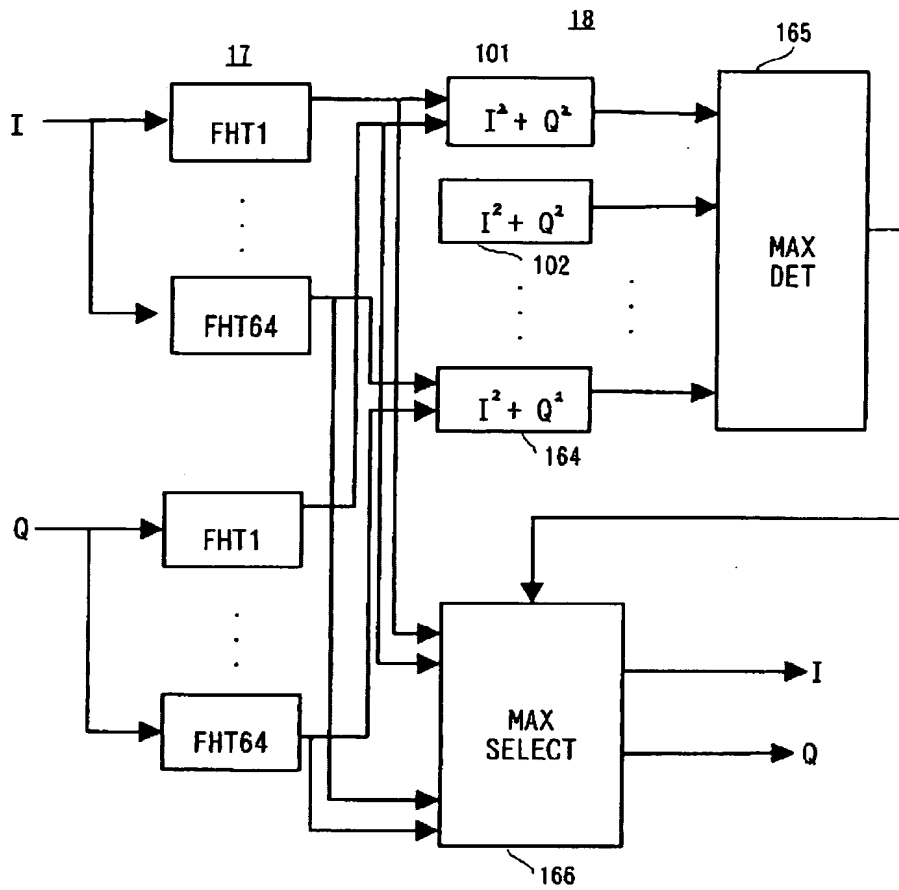
(A)



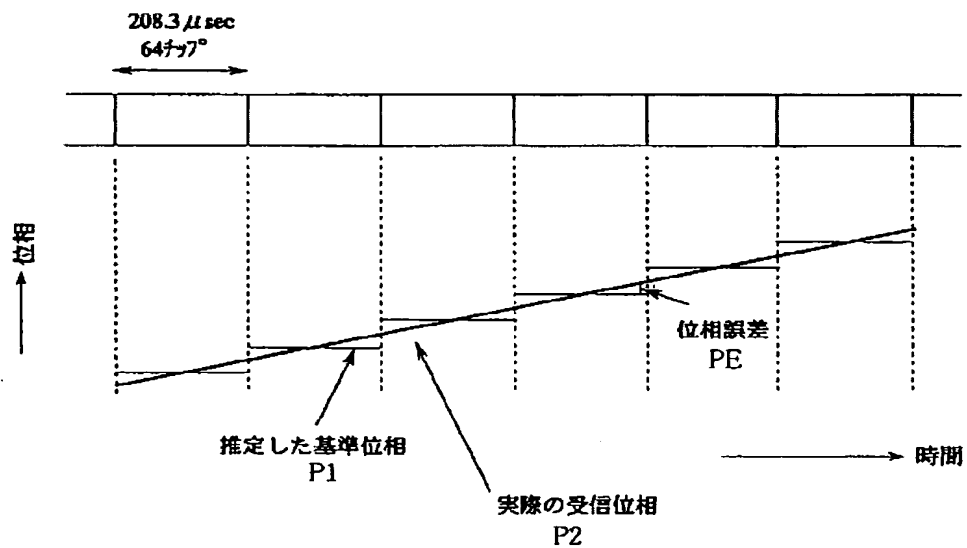
(B)



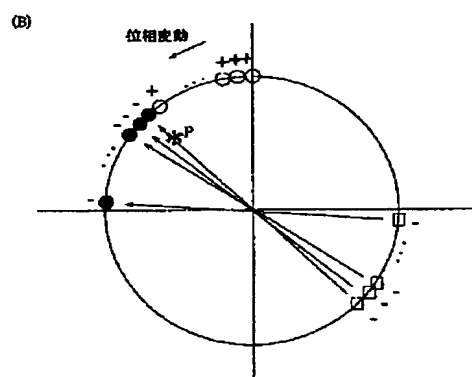
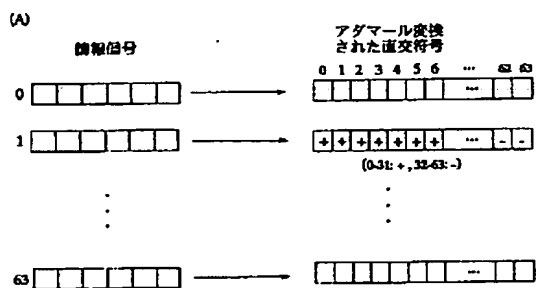
【図 2】



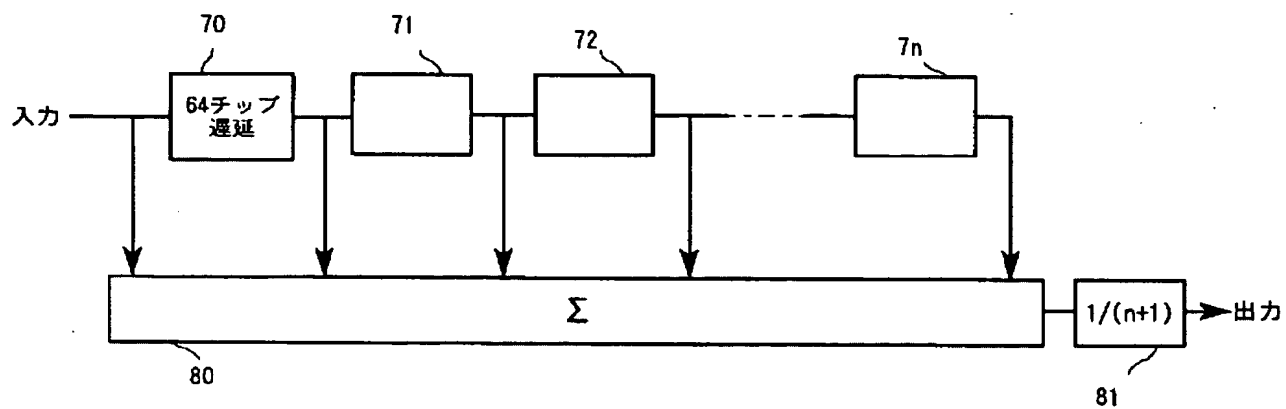
【図 5】



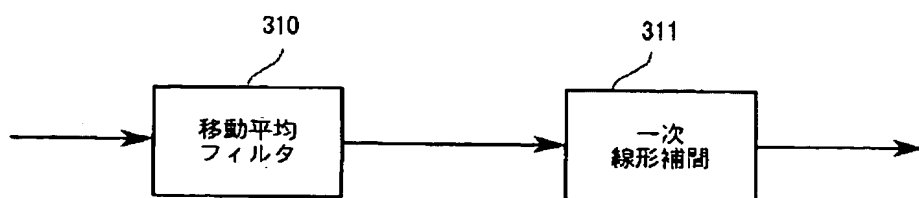
【図 3】



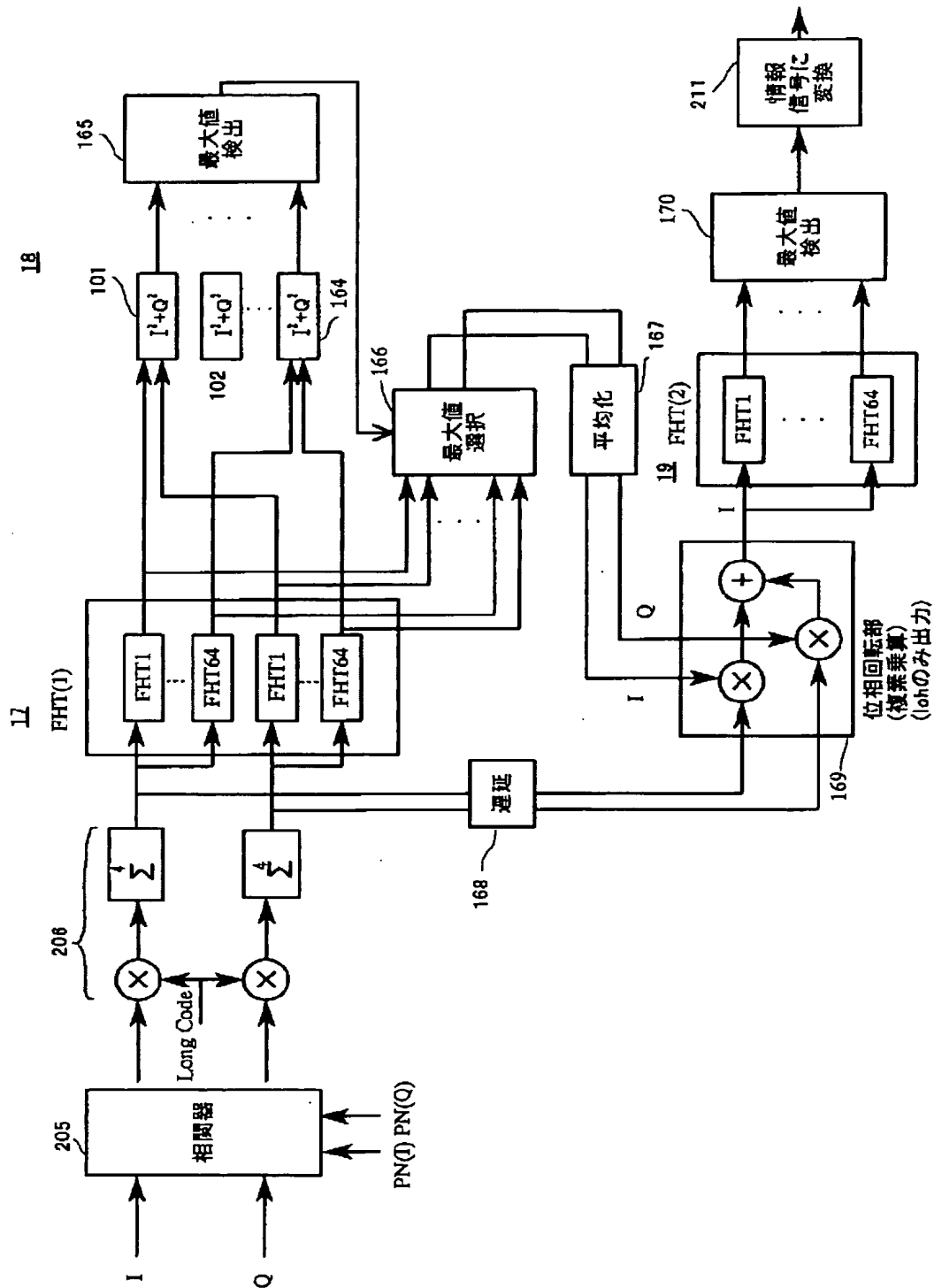
【図 6】



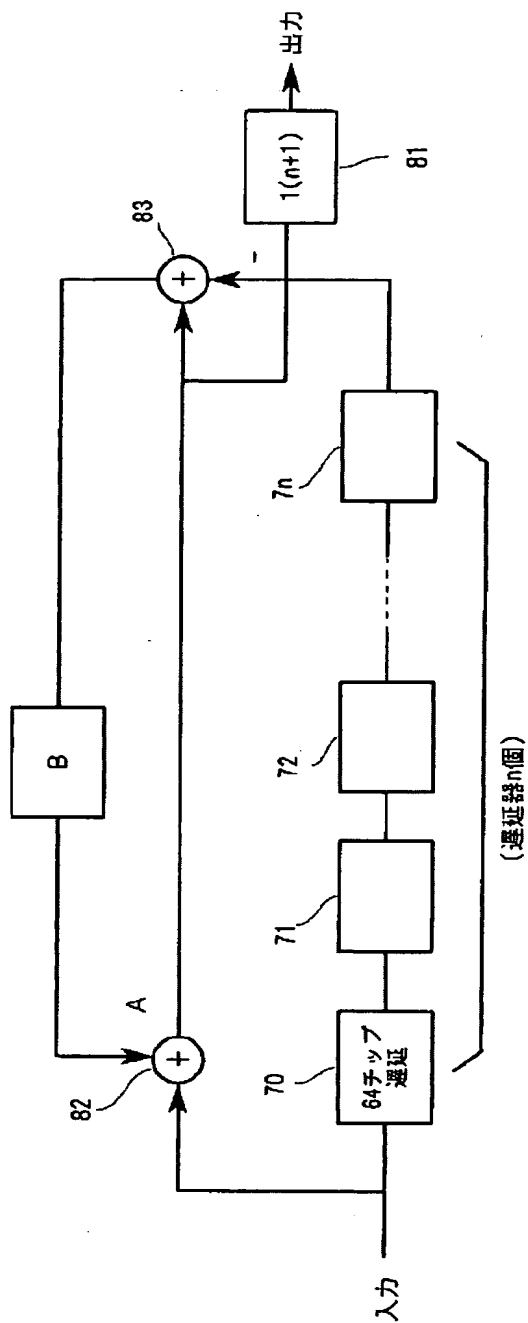
【図 10】



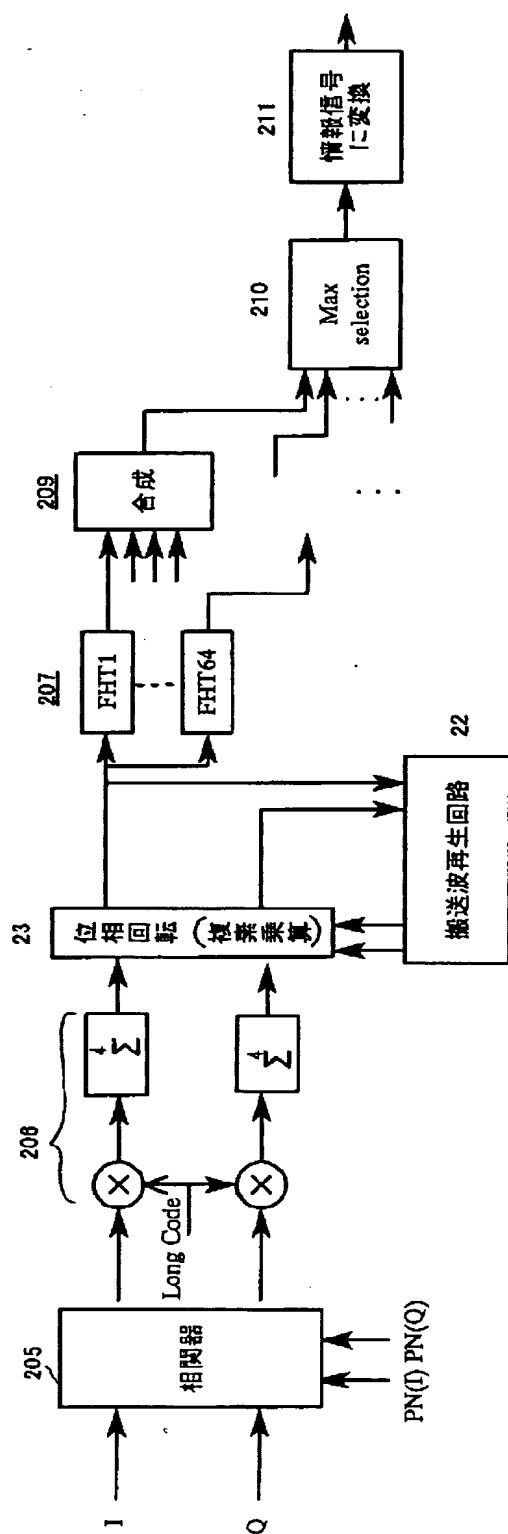
【図 4】



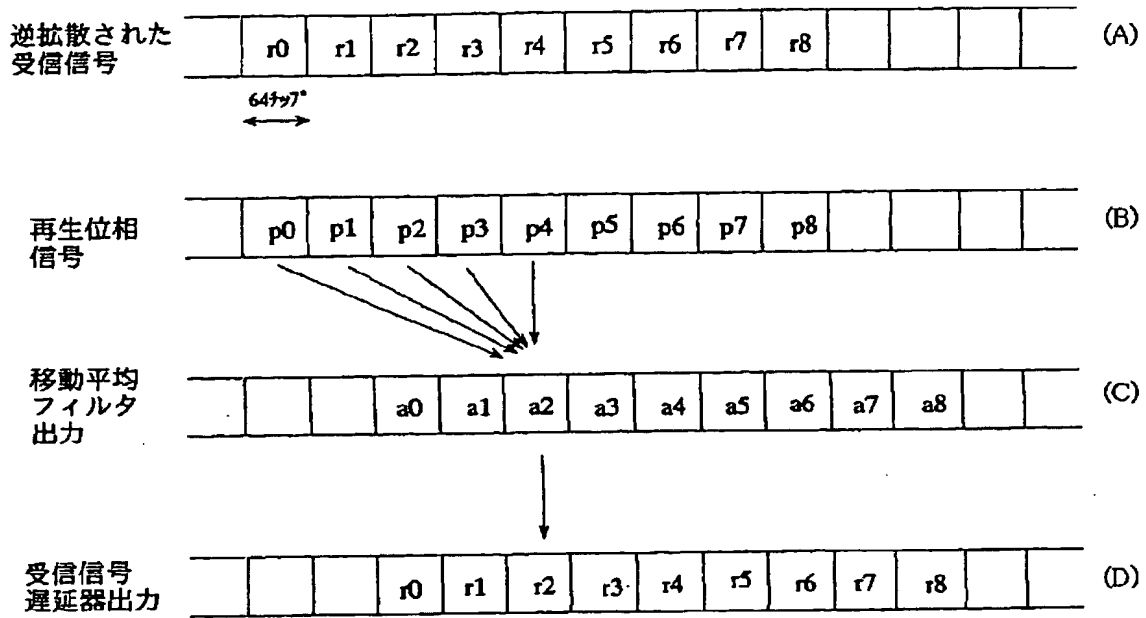
【図 7】



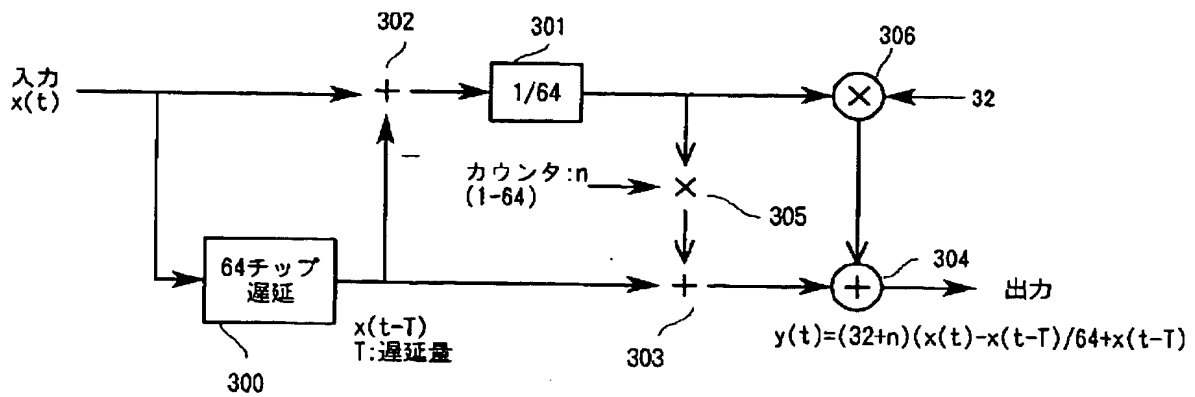
【図 20】



【図 8】

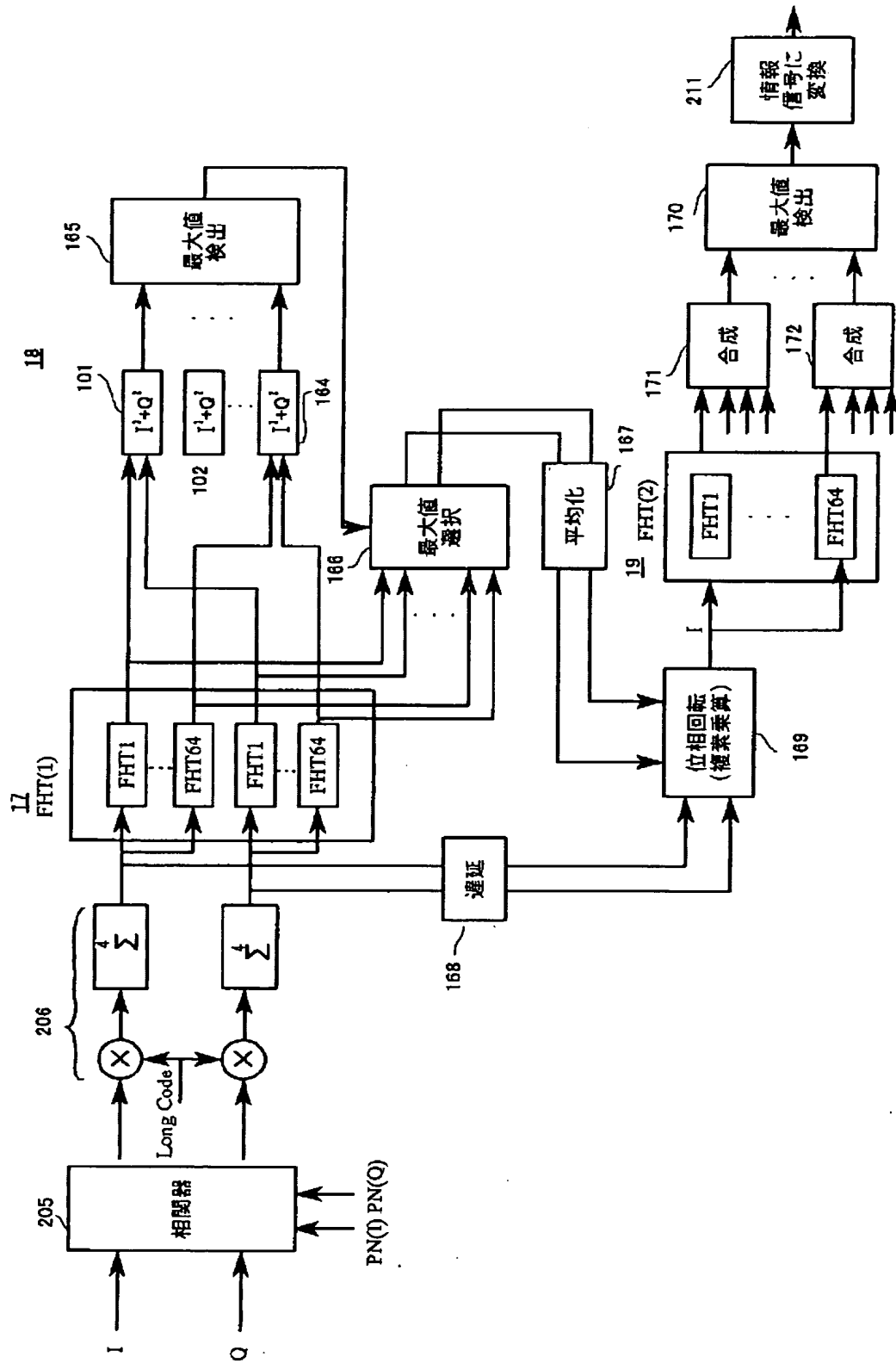


【図 9】

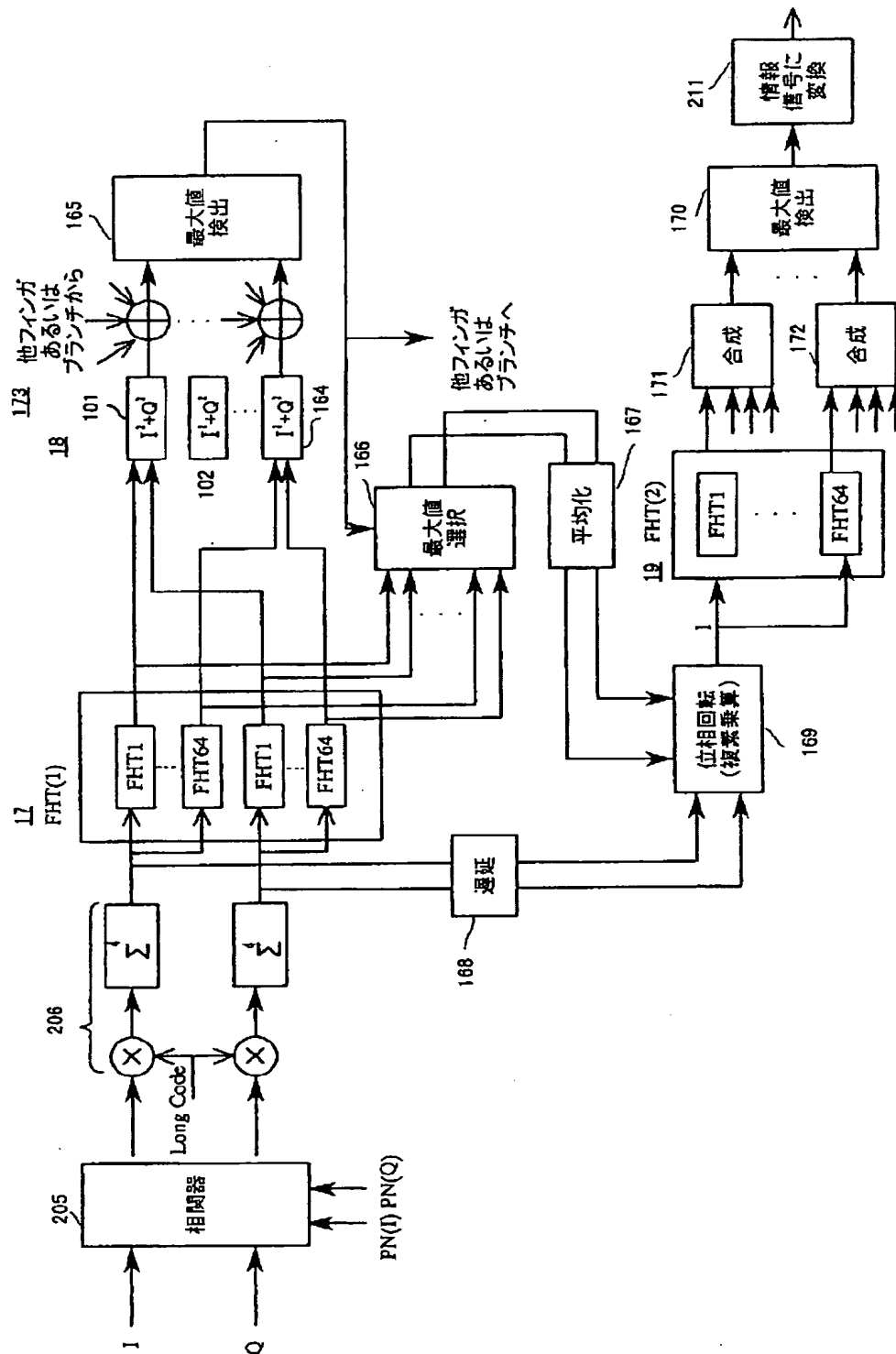




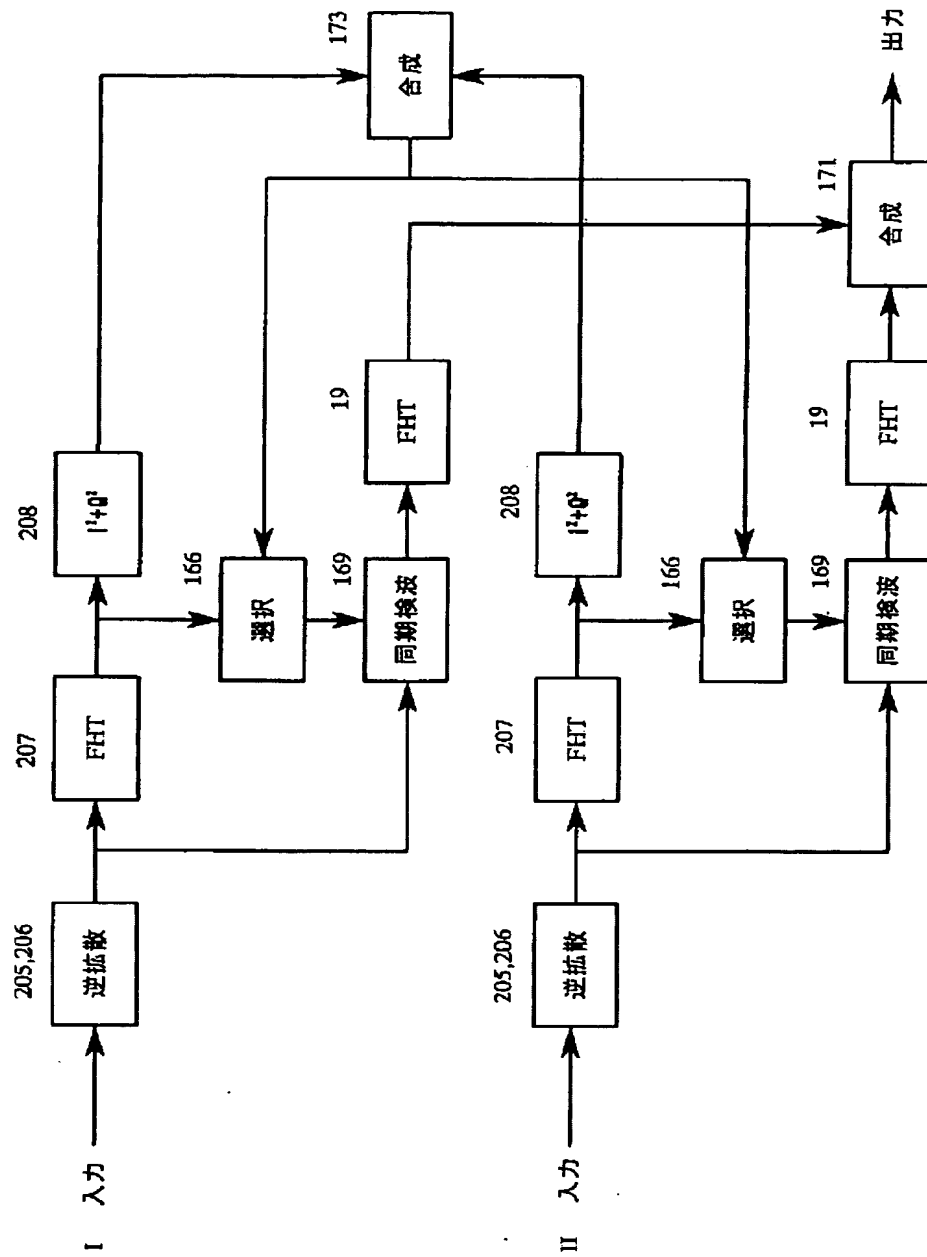
【図 1 1】



【図 1 2】

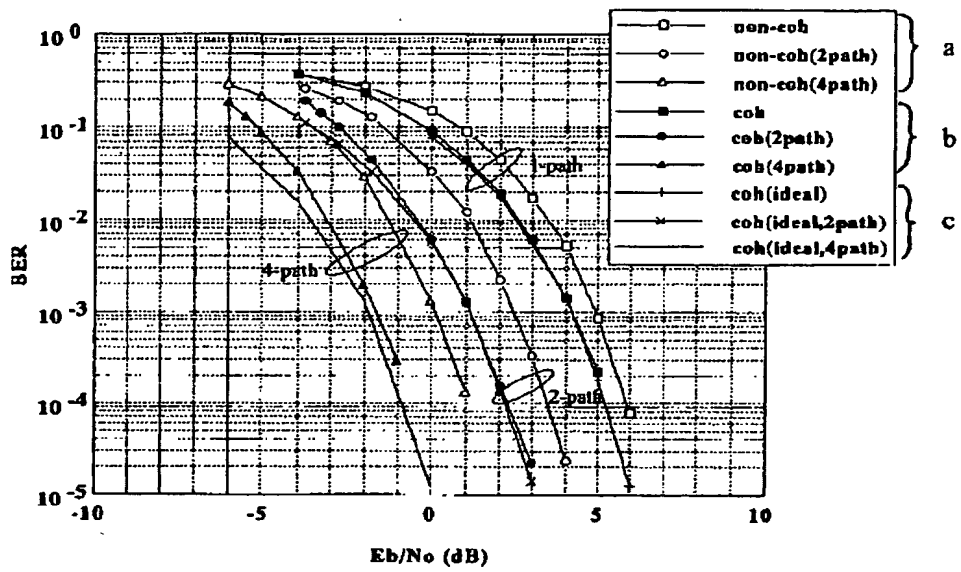


【図 1 3】

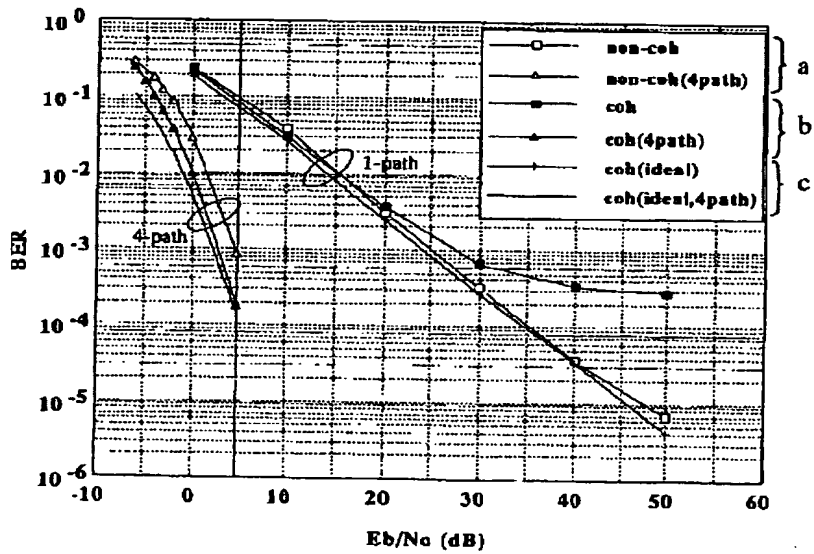


【図 14】

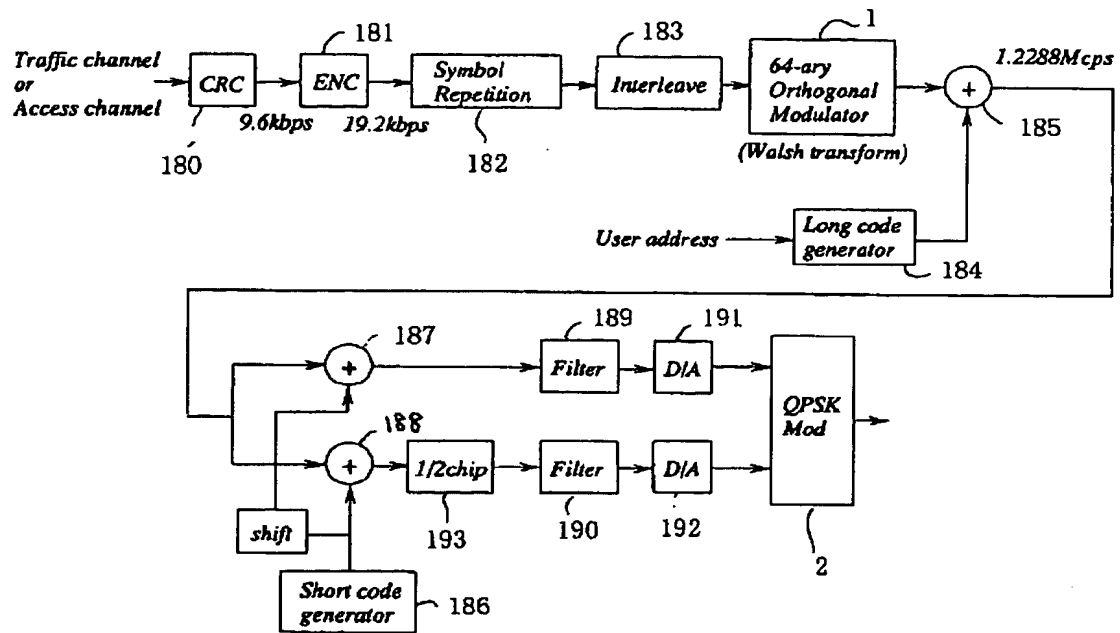
誤り率特性 (AWGN) 変更後



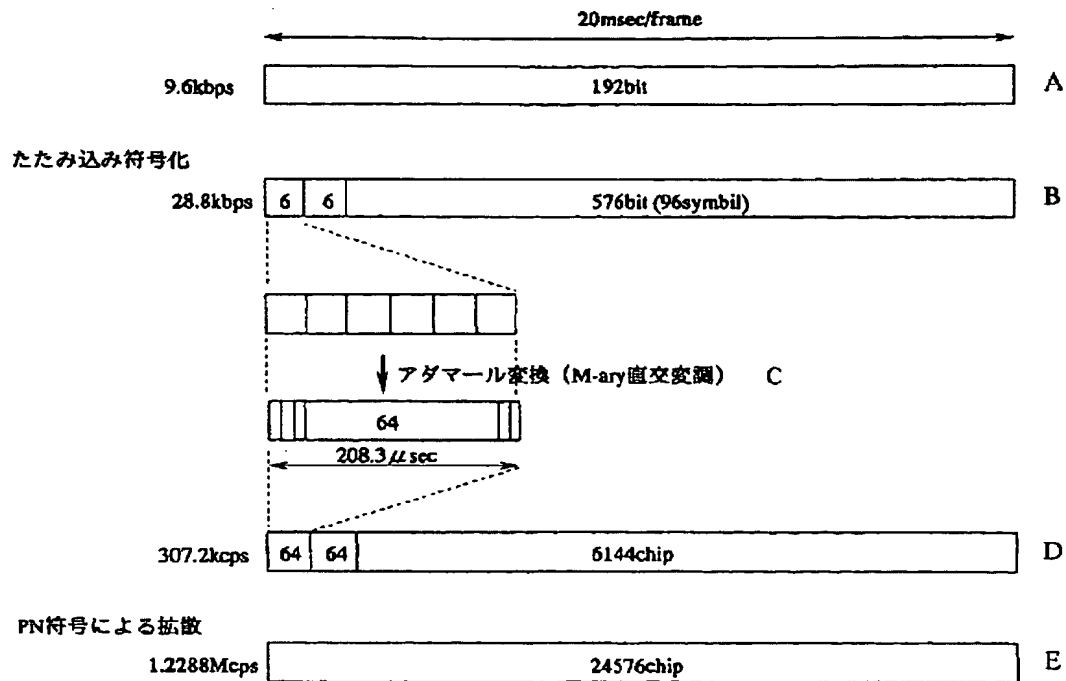
【図 15】

誤り率特性 ( $f_D=100\text{Hz}$ ) 変更後

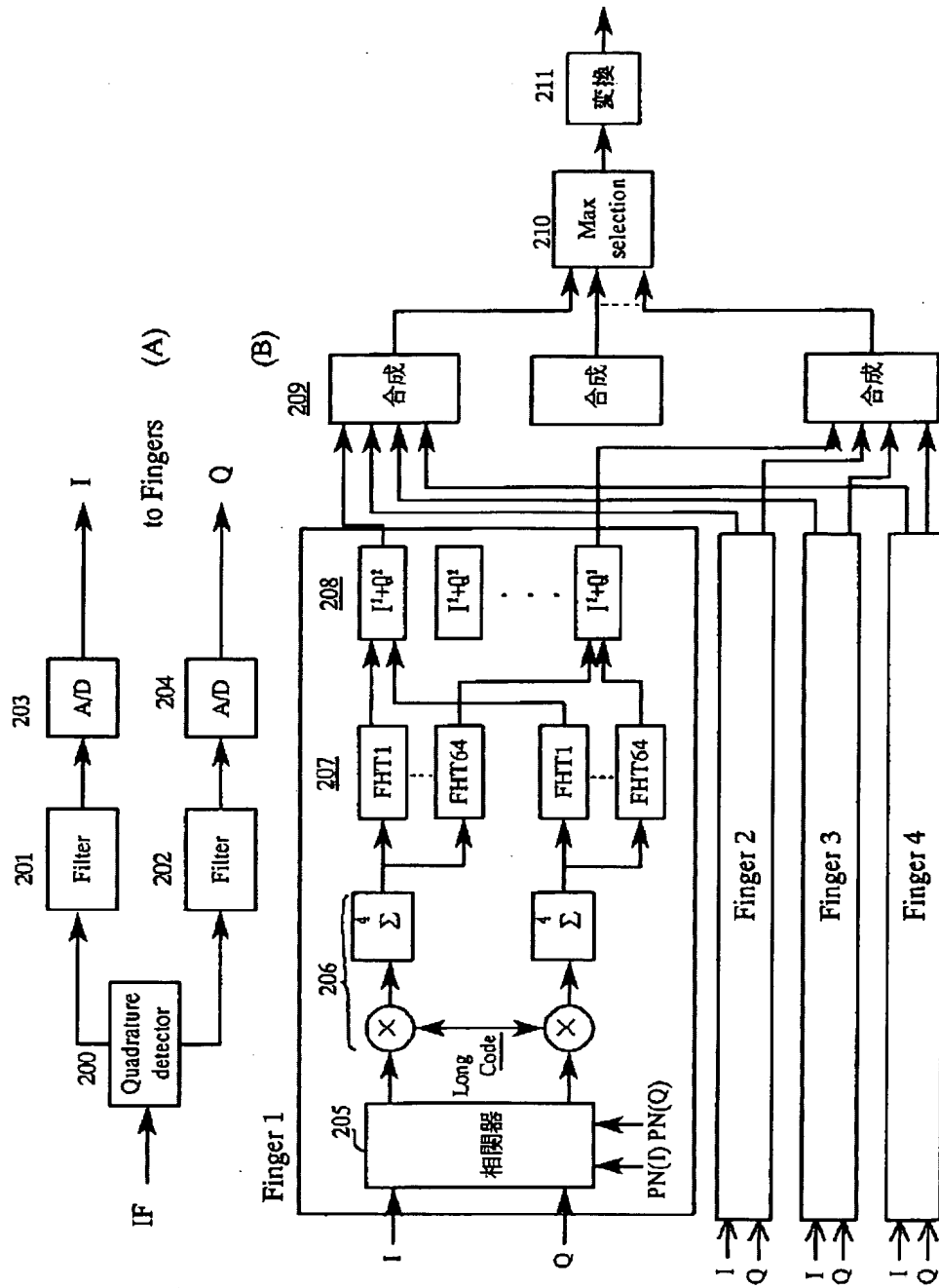
【図 16】



【図 17】



【図 18】



【図 1 9】

受信

